

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 59-015336

(43)Date of publication of application : 26.01.1984

(51)Int.Cl.

H04B 1/10

(21)Application number : 57-125450

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 17.07.1982

(72)Inventor : OKITA TOSHIMICHI

(54) RECEIVING DEVICE

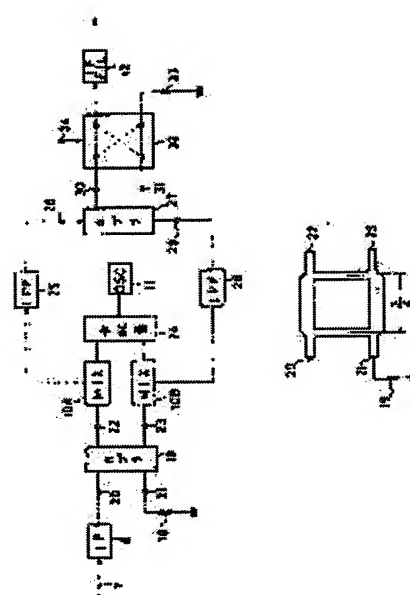
(57)Abstract:

PURPOSE: To minimize the disturbance given from the broadcast waves excluding a desired one, by selecting the frequency of an intermediate frequency signal at a prescribed level when satellite broadcast waves are received.

CONSTITUTION: The 1st intermediate frequency amplifier IF8 is connected to a receiving device via an outdoor unit and a coaxial cable 7. The output of the IF8 is applied to the input terminal at one side of a 90°/3dB coupler 18. At the coupler 18, an IF signal is applied to a terminal 20 and output signals are extracted from terminals 22 and 23.

These outputs are set at 1/2 electric power compared with an input IF signal with phases different by 90° from each other. These output signals are applied to mixers 10A and 10B, and the local oscillating output of a local oscillator 11 is supplied to each mixer via a power distributor 24. The output of each mixer is supplied to a coupler 27 (same as the coupler 18) via LPF25 and 26. An addition output of outputs of the LPF25 and 26 with a 90° phase shift is

extracted at an output terminal 30 of one side, and at the same time the opposite addition output is extracted at an output terminal 31 of the other side. Then a desired signal emerges at one of these terminals 30 and 31; while an image signal emerges at the other terminal. These signals are applied to a switch circuit 32.



⑬ 日本国特許庁 (JP)
⑫ 公開特許公報 (A)

⑪ 特許出願公開
昭59—15336

⑤ Int. Cl.³
H 04 B 1/10

識別記号 庁内整理番号
7608—5K

⑬ 公開 昭和59年(1984)1月26日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 6 頁)

⑭ 受信装置

② 特 願 昭57—125450
② 出 願 昭57(1982)7月17日
⑦ 発 明 者 沖田利通
厚木市旭町4丁目14番1号ソニ

一株式会社厚木工場内
⑪ 出 願 人 ソニー株式会社
東京都品川区北品川6丁目7番
35号
⑭ 代 理 人 弁理士 杉浦正知

明 細 書

1. 発明の名称 受信装置

2. 特許請求の範囲

入力信号を互いに90°の位相差を有する2つの信号に分配し、共通の局部発振信号によつて周波数変換し、この局部発振周波数と入力周波数との差の周波数の成分の2つの信号を形成し、この周波数変換された信号の一方の信号を90°移相して他方と合成して第1の出力信号を得、その他方の信号を90°移相して一方と合成して第2の出力信号を得、選局手段の動作と連動して第1又は第2の出力信号の一方を出力信号として取り出すと共に、その他方を抑圧するようにした受信装置。

3. 発明の詳細な説明

この発明は、衛星放送の受信に適用される受信装置に関し、その目的とするところは、中間周波信号の周波数を所定の値に選んで、希望波以外の放送波からの妨害を最小にすることにある。

一般に、ダブルスーパーヘテロダイン式の衛星放送受信機は、第1図に示す構成とされている。

第1図において、1は、パラボラ状の主反射器と副反射器と、電磁ホーンとから構成されたアンテナを示す。このアンテナ1の電磁ホーンに対して円偏波発生器2が接続されている。

円偏波発生器2は、例えば円形導波管内に直線偏波の偏波面に対し45°傾けて誘電体を挿入した構成とされている。アンテナ1により受信された円偏波は、この円偏波発生器2により直線偏波に変換され、変換器(図示せず)を介することにより、伝送路が矩形の導波管から同軸ケーブルとされる。そして、受信信号がSHF増幅器3を介してミキサ4に供給される。このミキサ4には、第1局部発振器5からの局部発振信号が供給され、ミキサ4の出力に第1中間周波信号が現れる。このミキサ4の出力が第1中間周波増幅器6に供給される。このアンテナ1から第1中間周波増幅器6に至る装置は、屋外に設置される。

この屋外ユニットは、同軸ケーブル7を介して室内ユニットに結合される。8は、室内ユニットの第1中間周波増幅器を示し、その出力が可変バ

特開昭59- 15336 (2)

ンドパスフィルタ9を介されることで、希望波が選択され、これがミキサ10に供給される。このミキサ10には、第2局部発振器11からの局部発振信号が供給され、その出力に第2中間周波信号が得られる。この第2中間周波信号が第2中間周波バンドパスフィルタ12と第2中間周波増幅器13とリミッタ14とを介してFM復調器15に供給される。このFM復調器15の出力に複合カラーテレビジョン信号が現れ、ビデオ信号回路16及び音声信号復調回路17に供給される。

1977年ジュネーブで開催された世界無線主管長会議で決定された案に依れば、1.2 GHz帯の衛星放送チャンネルの中心周波数は、第1チャンネルの1.72748 GHzから第40チャンネルの2.47550 GHzまで9.18 MHzおきに設定されている。第1局部発振器5の周波数を10.8 GHzに選ぶと、第1中間周波数の中心値IF₁は、第2図に示すように、927.48 MHz(第1チャンネル)から1675.50 MHz(第40チャンネル)までとなる。

この発明の目的は、局部発振器の周波数変化幅がより狭くてすみ、上述の問題点が解決された受信装置を実現することにある。

以下、この発明の一実施例について第3図を参照して説明する。第1図に示される受信装置と同様に、屋外ユニットと同軸ケーブル7を介して第1中間周波増幅器8が接続されている。この第1中間周波増幅器8の出力が可変バンドパスフィルタを介さずに90°・3 dB カプラ18の一方の入力端子に供給される。

この90°・3 dB カプラ18は、第4図に示すように、 $\frac{\lambda}{4}$ (λ : 信号の1波長)の長さのマイクロストリップラインを一边とする正方形のものである。そして、端子20に第1中間周波信号が供給され、端子21及び接地間に抵抗50 Ω (線路の特性インピーダンス)が接続され、端子22及び23の夫々から出力信号が取り出される。この端子22及び23に現れる第1中間周波信号は、 $\frac{1}{2}$ の電力とされ、互いに位相が90°異なるものである。

上述の受信装置において、所望のチャンネルを選択する場合は、可変バンドパスフィルタ9の中心周波数と第2局部発振器11の局部発振周波数を共に変化させて、一定周波数の第2中間周波信号を得るようになされる。しかしながら、上述の1.2 GHz帯の衛星放送のように、800 MHzもの広い帯域中から40チャンネルを選局する場合は、可変バンドパスフィルタ9の27 MHzの通過帯域の中心周波数及び第2局部発振器11の局部発振周波数が第2中間周波数の差を保つて800 MHzの範囲を変化しなければならず、設計が大変複雑になり、実現が困難となる欠点がある。すなわち、機械式選局装置の場合は、40個のバンドパスフィルタと40組の局部発振器周辺の部品が必要となり、部品の量が膨大となる。また、電圧可変容量素子を使った電子選局装置では、可変バンドパスフィルタ9及び第2局部発振器11の何れとも、周波数変化幅が大きいので、現在入手できるパリティキャップによつて実現が困難であり、両者のトラッキングを取ることは、至難の技である。

この位相が90°異ならされた第1中間周波信号がミキサ10A及び10Bに供給される。また、第2局部発振器11の局部発振出力が電力分配器24を介されることで、2つに分配されてミキサ10A及び10Bに供給される。電力分配器24の具体的なものとして、抵抗分圧回路があげられる。このミキサ10A及び10Bの出力がローパスフィルタ25及び26を夫々介して90°・3 dB カプラ27の2つの入力端子28及び29に供給される。ローパスフィルタ25及び26は、不要信号成分を除去するためのものである。

この90°・3 dB カプラ27は、第4図に示すものと同様の構成のもので、ローパスフィルタ25の出力とローパスフィルタ26の出力の90°移相されたものと加算出力が一方の出力端子30に取り出され、ローパスフィルタ26の出力とローパスフィルタ25の出力の90°移相されたものとの加算出力が他方の出力端子31に取り出される。この出力端子30及び31の一方に希望信号が現れ、その他方にイメージ信号が現れる。

この出力端子 30 及び 31 がスイッチ回路 32 の 2 つの入力端子に接続される。このスイッチ回路 32 の 2 つの出力端子の一方が第 2 中間周波バンドパスフィルタ 12 の入力端子に接続され、その他方が 50Ω の抵抗 33 によつて終端されている。スイッチ回路 32 は、実線で示すように、 $90^\circ \cdot 3\text{ dB}$ カプラ 27 の出力端子 30 を第 2 中間周波バンドパスフィルタ 12 に接続し、その出力端子 31 を抵抗 33 に接続する第 1 の接続状態と、破線で示すように、これらの接続関係が入れ替わる第 2 の接続状態との何れかとなるもので、端子 34 からのコントロール信号によつて切り替えられる。このコントロール信号は、チャンネル切替と連動して発生するものである。

上述のこの発明の一実施例において、 $90^\circ \cdot 3\text{ dB}$ カプラ 27 の出力端子 30 及び 31 の夫々に希望信号とイメージ信号とが分離して取り出されることについて以下に説明する。

まず、 $90^\circ \cdot 3\text{ dB}$ カプラ 18 の出力端子 22 に現れる入力信号 S_1 を下式で表わす。

$$+ \cos\{(\omega_R - \omega_L)t + \phi_R - \phi_L\}$$

となり、ローパスフィルタ 26 により前項の成分が減衰される。そして、 $(\omega_R - \omega_L)$ を ω_I とし、 $(\phi_R - \phi_L)$ を ϕ_I とおくと、 $90^\circ \cdot 3\text{ dB}$ カプラ 27 の出力端子 30 に取り出される信号 S_A は、下式のものとなる。

$$\begin{aligned} S_A &= \sin(\omega_I t + \phi_I - 90^\circ) + \cos(\omega_I t + \phi_I) \\ &= -\cos(\omega_I t + \phi_I) + \cos(\omega_I t + \phi_I) \\ &= 0 \end{aligned}$$

また、 $90^\circ \cdot 3\text{ dB}$ カプラ 27 の出力端子 31 に取り出される信号 S_B は、

$$\begin{aligned} S_B &= \cos(\omega_I t + \phi_I - 90^\circ) + \sin(\omega_I t + \phi_I) \\ &= \sin(\omega_I t + \phi_I) + \sin(\omega_I t + \phi_I) \\ &= 2 \sin(\omega_I t + \phi_I) \end{aligned}$$

となる。上述のように、入力信号の周波数より局発周波数が低い場合 ($\omega_R > \omega_L$) には、出力端子 31 に希望信号が取り出される。また、 $(\omega_R < \omega_L, \omega_L - \omega_R = \omega_I)$ の関係が成立するイメージ信号は、出力端子 30 に現れる。したがつて、 $(\omega_R > \omega_L)$ の場合は、スイッチ回路 32 が破線

特開昭 59-15336 (3)

$$\begin{aligned} S_1 &= \cos(\omega_R t + \phi_R - 90^\circ) \\ &= \sin(\omega_R t + \phi_R) \end{aligned}$$

ここで、 ω_R 及び ϕ_R は、入力信号 S_1 の角周波数及び位相である。また、出力端子 23 に現れる入力信号 S_2 は

$$S_2 = \cos(\omega_R t + \phi_R)$$

と表わされる。第 2 局発振器 11 の局発振出力 S_3 は、その角周波数及び位相を ω_L 及び ϕ_L とすると

$$S_3 = \cos(\omega_L t + \phi_L)$$

となる。したがつて、ミキサ 10 A から得られる周波数変換後の信号は

$$\begin{aligned} S_1 \cdot S_3 &= \sin(\omega_R t + \phi_R) \cdot \cos(\omega_L t + \phi_L) \\ &= \frac{1}{2} \{ \sin\{(\omega_R + \omega_L)t + \phi_R + \phi_L\} \\ &\quad + \sin\{(\omega_R - \omega_L)t + \phi_R - \phi_L\} \} \end{aligned}$$

となり、ローパスフィルタ 25 により前項の成分が減衰される。また、ミキサ 10 B から得られる周波数変換後の信号は

$$\begin{aligned} S_2 \cdot S_3 &= \cos(\omega_R t + \phi_R) \cdot \cos(\omega_L t + \phi_L) \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos\{(\omega_R + \omega_L)t + \phi_R + \phi_L\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_R - \omega_L)t + \phi_R - \phi_L\} \} \end{aligned}$$

で示す第 2 の接続状態とされる。

また、 $(\omega_R < \omega_L)$ の関係にある希望信号を受信するときには、出力端子 30 に希望信号が現れ、出力端子 31 にイメージ信号が現れるので、スイッチ回路 32 が実線で示す第 1 の接続状態とされる。

更に、この発明を衛星放送の受信に適用した一実施例について詳述すると、第 2 局発振器 11 の局発周波数 f_L は、チャンネル間の中心周波数の差 (19.18 MHz) の倍数とされ、また、第 2 中間周波数の中心値 IF_2 の値が周波数変化幅 (800 MHz) の $\frac{1}{4}$ 以上のものとされる。上述のように、第 2 局発振器 11 の周波数を選定することによつて、イメージ周波数が他チャンネルの中心値に一致して完全に終端される。

一例として、局発振周波数 f_0 を ($1128.87\text{ MHz} \sim 1493.29\text{ MHz}$) の範囲で 19.18 MHz ステップで変化させると、第 2 図から明かなように、第 1 チャンネルから第 20 チャンネルまでの信号に対応する ($IF_2 = 201.39\text{ MHz}$) の第 2

中間周波信号が $90^\circ \cdot 3 \text{ dB}$ カプラ 27 の出力端子 30 に得られる。

また、局部発振周波数 f_0 を ($1109.69 \text{ MHz} \sim 1474.11 \text{ MHz}$) の範囲で 19.18 MHz のステップで変化させると、第 2 / チャンネルから第 40 チャンネルまでの信号に対応する第 2 中間周波信号が $90^\circ \cdot 3 \text{ dB}$ カプラ 27 の出力端子 31 に得られる。

つまり、第 1 チャンネルから第 20 チャンネルまでを受信する場合には、スイッチ回路 32 が実線図示の接続状態 (第 3 図参照) とされ、第 2 / チャンネルから第 40 チャンネルまでを受信する場合には、スイッチ回路 32 が破線図示の接続状態 (第 3 図参照) とされる。一例として、第 10 チャンネル ($IF_1 = 1100.10 \text{ MHz}$) を選局する場合には、スイッチ回路 32 を介して端子 30 が第 2 中間周波バンドパスフィルタ 12 に接続されると共に、端子 31 が抵抗 33 で終端される。そして、($f_L = 1301.49 \text{ MHz}$) とされ、第 10 チャンネルの信号に対応する第 2 中間周波信

特開昭 59- 15336 (4)

号が端子 30 に現れ、第 10 チャンネルのイメージに相当する第 31 チャンネル ($IF_1 = 1502.88 \text{ MHz}$) がたとえ入力していても、その第 2 中間周波信号が端子 31 で終端され、第 10 チャンネルに対して妨害を与えない。

上述の一実施例の説明から理解されるように、この発明に依れば、希望信号とイメージ信号とを分離して取り出すことができるので、従来のように、可変バンドパスフィルタを設ける必要がない。また、この発明では、局部発振器の周波数変化範囲を狭くすることができる。したがって、この発明により選局装置の回路構成を大幅に簡単化することができる。

なお、この発明は、衛星放送以外の受信装置に対しても適用して、同様の作用効果を奏する。

4 図面の簡単な説明

第 1 図はこの発明を適用することができる衛星放送受信機の一例の構成を示すブロック図、第 2 図は衛星放送の第 1 中間周波数の値の一例を示す略線図、第 3 図はこの発明の一実施例の構成を示

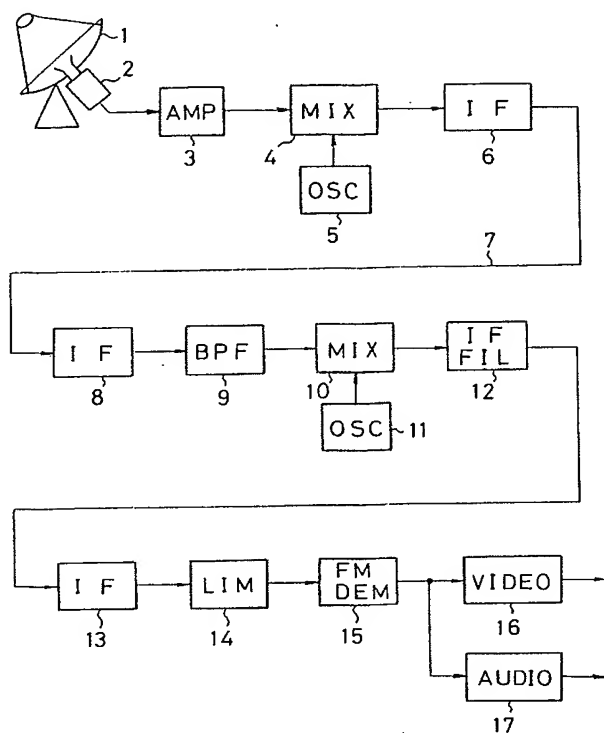
すブロック図、第 4 図はこの発明の一実施例に用いることができる $90^\circ \cdot 3 \text{ dB}$ カプラの具体的構成を示す平面図である。

8 第 1 中間周波増幅器、9 可変バンドパスフィルタ、11 第 2 局部発振器、12 第 2 中間周波バンドパスフィルタ、18, 27 $90^\circ \cdot 3 \text{ dB}$ カプラ、32 スイッチ回路。

代理人 杉 浦 正 知

特開昭59- 15336 (5)

第 1 図



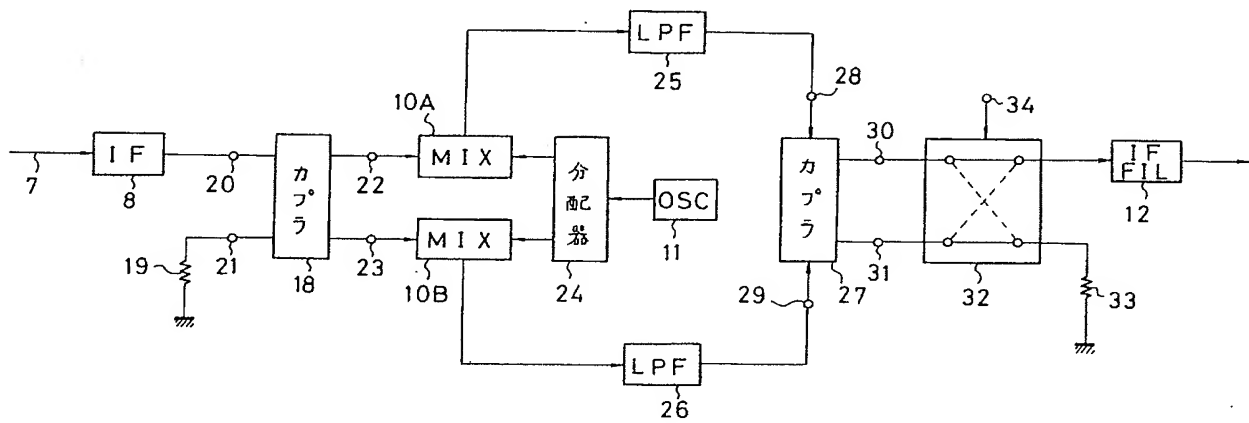
第 2 図

(MHz)

| チャンネル 番 号 | IF ₁ | チャンネル 番 号 | IF ₁ |
|--------------|-----------------|--------------|-----------------|
| 1 | 927.48 | 21 | 1311.08 |
| 2 | 946.66 | 22 | 1330.26 |
| 3 | 965.84 | 23 | 1349.44 |
| 4 | 985.02 | 24 | 1368.62 |
| 5 | 1004.20 | 25 | 1387.80 |
| 6 | 1023.38 | 26 | 1406.98 |
| 7 | 1042.56 | 27 | 1426.16 |
| 8 | 1061.74 | 28 | 1445.34 |
| 9 | 1080.92 | 29 | 1464.52 |
| 10 | 1100.10 | 30 | 1483.70 |
| 11 | 1119.28 | 31 | 1502.88 |
| 12 | 1138.46 | 32 | 1522.06 |
| 13 | 1157.64 | 33 | 1541.24 |
| 14 | 1176.82 | 34 | 1560.42 |
| 15 | 1196.00 | 35 | 1579.60 |
| 16 | 1215.18 | 36 | 1598.78 |
| 17 | 1234.36 | 37 | 1617.96 |
| 18 | 1253.54 | 38 | 1637.14 |
| 19 | 1272.72 | 39 | 1656.32 |
| 20 | 1291.90 | 40 | 1675.50 |

特開昭59- 15336 (6)

第 3 図



第 4 図

